

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-352750

(43)Date of publication of application : 21.12.2001

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 2000-171735

(71)Applicant : FUJITSU LTD  
FUJITSU VLSI LTD

(22)Date of filing : 08.06.2000

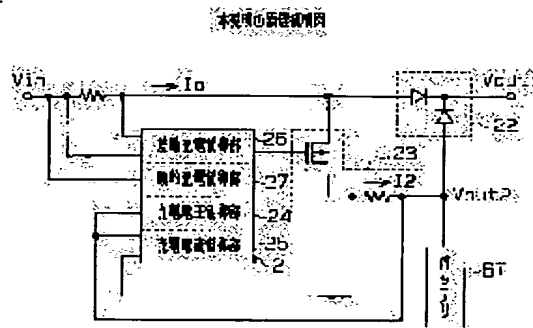
(72)Inventor : TAKIMOTO HISAICHI  
MATSUYAMA TOSHIYUKI  
NAGAYA YOSHIHIRO

## (54) DC-DC CONVERTER AND SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT DEVICE THEREFOR

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a DC-DC converter capable of utilizing a current supply capability to a maximum limit while stably operating an AC adapter having a different current supply capability.

SOLUTION: The DC-DC converter comprises a power supply circuit 2 for supplying an inner power Vout1 to an internal circuit, a charging circuit 23 for supplying a charging current I2 to a battery BT, and a control circuit 2. A charging voltage controller 24 compares a charging voltage Vout2 with a threshold value, and controls a charging current I2 based on its comparison result. A charging current controller 25 compares the current I2 with a threshold value and controls the current I2 based on its comparison result. A differential charge controller 26 compares an output current Io of a DC power source Vin with a threshold value and controls the current I2 based on its comparison result. A dynamic charging controller 27 compares a DC power Vin with a threshold value and controls the current I2 based on its comparison result.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2001-352750

(P2001-352750A)

(43) 公開日 平成13年12月21日 (2001.12.21)

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H02M 3/155

識別記号

FI  
H02M 3/155

テ-マコ-ド (参考)  
H 5H730

審査請求 未請求 請求項の数 6

OL

(全12頁)

(21) 出願番号 特願2000-171735 (P2000-171735)

(22) 出願日 平成12年6月8日 (2000.6.8)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

(71) 出願人 000237617

富士通ヴィエルエスアイ株式会社

愛知県春日井市高蔵寺町2丁目1844番2

(72) 発明者 滝本 久市

愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2

富士通ヴィエルエスアイ株式会社内

(74) 代理人 100068755

弁理士 恩田 博宣 (外1名)

最終頁に続く

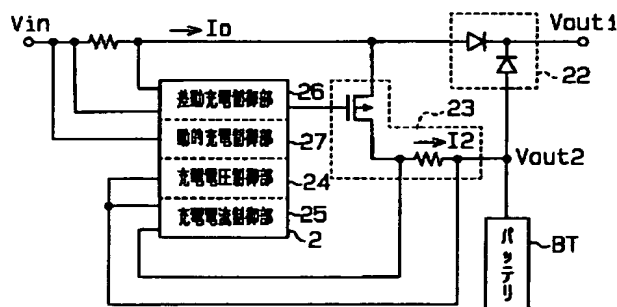
(54) 【発明の名称】 DC-DCコンバータ及びDC-DCコンバータ用半導体集積回路装置

(57) 【要約】

【課題】異なる電流供給能力を備えたACアダプタを安定して動作させながら、その電流供給能力を最大限に活用し得るDC-DCコンバータを提供する。

【解決手段】DC-DCコンバータは、内部回路に内部電源Vout1を供給する電源供給回路22と、バッテリーBTに充電電流I2を供給する充電回路23と、制御回路2とを備える。充電電圧制御部24は、充電電圧Vout2をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて充電電流I2を制御する。充電電流制御部25は、充電電流I2をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該充電電流I2を制御する。差動充電制御部26は、直流電源Vinの出力電流Ioをしきい値と比較し、その比較結果に基づいて充電電流I2を制御する。動的充電制御部27は、直流電源Vinをしきい値と比較し、その比較結果に基づいて充電電流I2を制御する。

本発明の原理説明図



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源の入力に基づいて、内部回路に内部電源を供給する電源供給回路と、

前記直流電源の入力に基づいて、バッテリーに充電電流を供給する充電回路と、

前記充電電流を制御する制御回路とを備えた DC-DC コンバータであって、

前記制御回路は、

前記バッテリーの充電電圧をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該バッテリーの充電電流を制御する充電電圧制御部と、

前記充電回路からバッテリーに供給される充電電流をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該充電電流を制御する充電電流制御部と、

前記直流電源からの入力電流をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流を制御する差動充電制御部と、

前記直流電源の出力電圧をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流を制御する動的充電制御部とを備えたことを特徴とする DC-DC コンバータ。 20

【請求項 2】 前記差動充電制御部は、

異なる大きさの入力電流のうち、所定のしきい値以上の入力電流を検出した検出信号を出力する入力電流検出部と、

前記入力電流検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を減少させる制御信号を前記充電回路に出力する出力部とから構成し、

前記動的充電制御部は、

前記入力電圧を所定のしきい値と比較することにより、該入力電圧の低下を検出した検出信号を出力する入力電圧検出部と、 30

前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を減少させる制御信号を前記充電回路に出力する出力部とから構成したことを特徴とする請求項 1 記載の DC-DC コンバータ。

【請求項 3】 前記入力電流検出部は、前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記しきい値を小さくするしきい値変更回路を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の DC-DC コンバータ。

【請求項 4】 前記充電電流制御部は、前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を検出するしきい値を小さくするしきい値変更回路を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の DC-DC コンバータ。 40

【請求項 5】 前記しきい値変更回路は、しきい値として入力される基準電圧を前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて変更する回路で構成したことを特徴とする請求項 3 または 4 記載の DC-DC コンバータ。

【請求項 6】 請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の前記制御回路を 1 チップ上に搭載したことを特徴とする DC-DC コンバータ用半導体集積回路装置。 50

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、携帯用電子機器の電源として使用する DC-DC コンバータに関するものである。

【0002】近年、ノートパソコン等の携帯用電子機器では、外付けの AC アダプタから供給される直流電源に基づいて、内部回路に電源を供給しながら、補助電源として備えられているバッテリーを充電する DC-DC コンバータが搭載されている。このような DC-DC コンバータでは、AC アダプタを安定した状態で、かつ安全に動作させるために、内部回路での消費電流と、バッテリーの充電電流との総和が、AC アダプタの電流供給能力より小さくなるように設定されている。そして、電流供給能力の異なる AC アダプタを使い分ける場合にも、各 AC アダプタの電流供給能力を最大限に活用することが必要となっている。

【0003】

【従来の技術】図 8 は、DC-DC コンバータの従来例を示す。DC-DC コンバータ 1 は、1 チップの半導体集積回路装置上に搭載された制御回路 2 と、複数の外付け素子とから構成される。

【0004】制御回路 2 の出力信号 SG1 は、P チャネル MOS トランジスタで構成されるスイッチングトランジスタ 3 のゲートに供給される。スイッチングトランジスタのソースには、電子機器に外付けされる AC アダプタ 4 から、直流電源 Vin が抵抗 R1 を介して供給される。

【0005】また、直流電源 Vin は抵抗 R1 及びダイオード D1 を介して第一の出力端子 EX1 に供給され、その出力端子 EX1 から出力される出力電圧 Vout1 が、電子機器の内部回路に電源電圧として出力される。

【0006】スイッチングトランジスタ 3 のドレインは、出力コイル 5 及び抵抗 R2 を介して第二の出力端子 EX2 に接続される。第二の出力端子 EX2 は、バッテリー BT に接続されるとともに、ダイオード D2 を介して出力端子 EX1 に接続される。そして、第二の出力端子 EX2 から出力される出力電圧 Vout2 は、バッテリー BT の充電電圧となる。

【0007】また、スイッチングトランジスタ 3 のドレインは、フライホイールダイオード 6 のカソードに接続され、フライホイールダイオード 6 のアノードはグランド GND に接続される。

【0008】出力コイル 5 と抵抗 R2 の接続点は、容量 7 を介してグランド GND に接続されている。そして、出力コイル 5 と容量 7 とで出力電圧 Vout2 を平滑化する平滑回路が構成される。

【0009】制御回路 2 は、第一及び第二の電流検出回路 8、9 と、第一～第三の差電圧増幅回路 10、11、12 と、PWM 比較回路 13 と、発振回路 14 と、出力

回路 15 とから構成される。

【0010】第一の電流検出回路 8 の入力端子には、抵抗 R1 の両端子間電圧が入力され、第一の電流検出回路 8 は抵抗 R1 の両端子間電圧を増幅した出力信号 SG2 を第一の差電圧増幅回路 10 の反転入力端子に出力する。

【0011】第一の差電圧増幅回路 10 は、第一の電流検出回路 8 の出力信号 SG2 と、非反転入力端子に入力される基準電圧  $V_{ref1}$  との差電圧を増幅した出力信号 SG3 を PWM 比較回路 13 に出力する。

【0012】第二の電流検出回路 9 の入力端子には、抵抗 R2 の両端子間電圧が入力され、第二の電流検出回路 9 は抵抗 R2 の両端子間電圧を増幅した出力信号 SG4 を第二の差電圧増幅回路 11 の反転入力端子に出力する。

【0013】第二の差電圧増幅回路 11 は、第二の電流検出回路 9 の出力信号 SG4 と、非反転入力端子に入力される基準電圧  $V_{ref2}$  との差電圧を増幅した出力信号 SG5 を PWM 比較回路 13 に出力する。

【0014】第三の差電圧増幅回路 12 の反転入力端子には、充電電圧  $V_{out2}$  が入力される。そして、第三の差電圧増幅回路 12 は、充電電圧  $V_{out2}$  と、非反転入力端子に入力される基準電圧  $V_{ref3}$  との差電圧を増幅した出力信号 SG6 を PWM 比較回路 13 に出力する。

【0015】第一～第三の差電圧増幅回路 10, 11, 12 の出力信号 SG3, SG5, SG6 は、PWM 比較回路 13 の非反転入力端子に入力される。PWM 比較回路 13 の反転入力端子には、発振回路 14 から出力される所定周波数の三角波信号 SG7 が入力される。

【0016】PWM 比較回路 13 は第一～第三の差電圧増幅回路 10, 11, 12 の出力信号 SG3, SG5, SG6 のうちで最も電圧が低い信号と、三角波信号 SG7 とを比較する。

【0017】そして、PWM 比較回路 13 は三角波信号 SG7 の各周期において、三角波信号 SG7 の電圧レベルの方が高くなる期間では、L レベルの出力信号 SG8 を出力し、三角波信号 SG7 の電圧レベルの方が低くなる期間では、H レベルの出力信号 SG8 を出力する。

【0018】PWM 比較回路 13 の出力信号 SG8 は、出力回路 15 に入力される。出力回路 15 は、PWM 比較回路 13 の出力信号 SG8 を反転させた出力信号 SG1 をデューティ制御信号としてスイッチングトランジスタ 3 のゲートに出力する。

【0019】従って、スイッチングトランジスタ 3 はデューティ制御信号 SG1 が H レベルのときオフされ、L レベルのときオンされる。このように構成された DC-DC コンバータでは、AC アダプタ 4 から直流電圧  $V_{in}$  が供給されると、第一の出力端子 EX1 から内部回路に電源電圧  $V_{out1}$  及び供給電流 I1 を出力する。

【0020】また、制御回路 2 から出力されるデューティ

ィ制御信号 SG1 に基づいて、スイッチングトランジスタ 3 がオン動作とオフ動作とを交互に繰り返す。すると、第二の出力端子 EX2 から充電電流 I2 がバッテリー BT に供給される。

【0021】このような動作時において、内部回路への供給電流 I1 と、バッテリー BT の充電電流 I2 の和である AC アダプタ 4 の出力電流 I<sub>o</sub> が増大すると、抵抗 R1 の両端子間の電位差が増大し、第一の電流検出回路 8 の出力信号 SG2 の電圧レベルが上昇する。

【0022】すると、第一の差電圧増幅回路 10 の出力信号 SG3 の電圧レベルが低下し、この状態で出力信号 SG3 が出力信号 SG5, SG6 より低レベルであると、PWM 比較回路 13 の出力信号 SG8 において、L レベルの期間が長くなる。

【0023】この結果、デューティ制御信号 SG1 に基づいて、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間が短くなり、バッテリー BT の充電電流 I2 が減少する。また、AC アダプタ 4 の出力電流 I<sub>o</sub> が減少すると、抵抗 R1 の両端子間の電位差が減少し、第一の電流検出回路 8 の出力信号 SG2 の電圧レベルが低下する。

【0024】すると、第一の差電圧増幅回路 10 の出力信号 SG3 の電圧レベルが上昇し、この状態で出力信号 SG3 が出力信号 SG5, SG6 より低レベルであると、PWM 比較回路 13 の出力信号 SG8 において、L レベルの期間が短くなる。

【0025】この結果、デューティ制御信号 SG1 に基づいて、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間が長くなり、バッテリー BT の充電電流 I2 が増大する。また、第一の差電圧増幅回路 10 の出力信号 SG3 の電圧レベルが、他の差電圧増幅回路 11, 12 の出力信号 SG5, SG6 より高い場合には、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間は出力信号 SG5, SG6 のいずれかに基づいて制御される。

【0026】このような動作により、第一の電流検出回路 8 の出力信号 SG2 が基準電圧  $V_{ref1}$  に収束するように、すなわち、AC アダプタ 4 の出力電流 I<sub>o</sub> が、当該 AC アダプタ 4 の電流供給能力の範囲内となるように制御される。

【0027】バッテリー BT の充電電流 I2 が増大して、抵抗 R2 の両端子間の電位差が増大すると、第二の電流検出回路 9 の出力信号 SG4 の電圧レベルが上昇する。すると、第二の差電圧増幅回路 11 の出力信号 SG5 の電圧レベルが低下し、この状態で出力信号 SG5 が出力信号 SG3, SG6 より低レベルであると、PWM 比較回路 13 の出力信号 SG8 において、L レベルの期間が長くなる。

【0028】この結果、デューティ制御信号 SG1 に基づいて、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間が短くなり、バッテリー BT の充電電流 I2 が減少する。また、バッテリー BT の充電電流 I2 が減少すると、抵抗

R2の両端子間の電位差が減少し、第二の電流検出回路9の出力信号SG4の電圧レベルが低下する。

【0029】すると、第二の差電圧増幅回路11の出力信号SG5の電圧レベルが上昇し、この状態で出力信号SG5が出力信号SG3、SG6より低レベルであると、PWM比較回路13の出力信号SG8において、Lレベルの期間が短くなる。

【0030】この結果、デューティ制御信号SG1に基づいて、スイッチングトランジスタ3のオン時間が長くなり、バッテリーBTの充電電流I2が増大する。また、第二の差電圧増幅回路11の出力信号SG5の電圧レベルが、他の差電圧増幅回路10、12の出力信号SG3、SG6より高い場合には、スイッチングトランジスタ3のオン時間は出力信号SG3、SG6のいずれかに基づいて制御される。

【0031】このような動作により、第二の電流検出回路9の出力信号SG4が基準電圧Vref2に収束するように、すなわち、バッテリーBTの充電電流I2が、バッテリーBTに対し過電流とならないような一定値に制御される。

【0032】バッテリーBTの充電電圧Vout2が上昇すると、第三の差電圧増幅回路12の出力信号SG6の電圧レベルが低下し、この状態で出力信号SG6が出力信号SG3、SG5より低レベルであると、PWM比較回路13の出力信号SG8において、Lレベルの期間が長くなる。

【0033】この結果、デューティ制御信号SG1に基づいて、スイッチングトランジスタ3のオン時間が短くなり、バッテリーBTの充電電流I2が減少する。また、バッテリーBTの充電電圧Vout2が低下すると、第三の差電圧増幅回路12の出力信号SG6の電圧レベルが上昇し、この状態で出力信号SG6が出力信号SG3、SG5より低レベルであると、PWM比較回路13の出力信号SG8において、Lレベルの期間が短くなる。

【0034】この結果、デューティ制御信号SG1に基づいて、スイッチングトランジスタ3のオン時間が長くなり、バッテリーBTの充電電流I2が増大する。また、第三の差電圧増幅回路12の出力信号SG6の電圧レベルが、他の差電圧増幅回路10、11の出力信号SG3、SG5より高い場合には、スイッチングトランジスタ3のオン時間は出力信号SG3、SG5のいずれかに基づいて制御される。

【0035】このような動作により、バッテリーBTの充電電圧Vout2が基準電圧Vref3に収束するように、すなわち、バッテリーBTが過充電とならないような一定値に制御される。

【0036】従って、このDC-DCコンバータでは、第一の電流検出回路8及び第一の差電圧増幅回路10の動作により、ACアダプタ4の出力電流IoがACアダ

プタ4の電流供給能力の範囲内となるように制御される。

【0037】また、第二の電流検出回路9及び第二の差電圧増幅回路11の動作により、バッテリーBTの充電電流I2が一定値となるように制御され、第三の差電圧増幅回路12の動作により、充電電圧Vout2が一定値となるように制御される。

【0038】図9は、第二の従来例を示す。この従来例は、前記第一の従来例から抵抗R1及び第一の電流検出回路8が省略されている。そして、ACアダプタ4の出力端子が抵抗R3、R4を介してグランドGNDに接続されるとともに、抵抗R3、R4の接続点であるノードN1の電圧レベルが第一の差電圧増幅回路10の非反転入力端子に入力されている。その他の構成は前記第一の従来例と同様である。

【0039】このように構成されたDC-DCコンバータでは、ACアダプタ4の出力電流Ioが増大して、ACアダプタ4の電流供給能力を超えると、ACアダプタ4から出力される直流電圧Vinが低下する。

【0040】すると、ノードN1の電位が低下して、第一の差電圧増幅回路10の出力信号SG3の電圧レベルが低下し、この状態で出力信号SG3が出力信号SG5、SG6より低レベルであると、PWM比較回路13の出力信号SG8において、Lレベルの期間が長くなる。

【0041】この結果、デューティ制御信号SG1に基づいて、スイッチングトランジスタ3のオン時間が短くなり、バッテリーBTの充電電流I2が減少するため、ACアダプタ4の出力電流Ioが減少する。

【0042】このような動作により、ACアダプタ4の出力電流IoはACアダプタ4の電流供給能力の範囲内となるように制御される。また、第二の差電圧増幅回路11の動作により、バッテリーBTの充電電流I2の制御が行われ、第三の差電圧増幅回路12の動作により、バッテリーBTの充電電圧Vout2の制御が行われることは前記第一の従来例と同様である。

【0043】図10において、AはACアダプタの出力電圧-出力電圧特性を示し、BはDC-DCコンバータの充電電圧-充電電流特性を示す。すなわち、ACアダプタ4は直流電圧Vinを一定に維持しながら出力電流Ioを可変とすることができる。

【0044】また、ACアダプタ4には過電流リミッタが内蔵され、出力電流Ioが動作上限値P1に達すると、過電流リミッタが作動して直流電圧Vinが低下する。そして、出力電流Ioが最大限界値P2に達すると、ACアダプタ4はシャットダウン状態となり、電圧出力及び電流出力を停止する。

【0045】DC-DCコンバータ1は、一定の充電電圧Vout2を維持しながら充電電流I2でバッテリーBTを充電するが、その充電電流I2の上限値P3はACア

10

20

30

40

50

アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  の動作上限値  $P_1$  より小さい値に設定される。

【0046】図 11 は、AC アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  が内部回路へ供給電流  $I_1$  として供給されるとともに、充電電流  $I_2$  として供給されるとき、供給電流  $I_1$  と充電電流  $I_2$  との関係を示すものである。

【0047】すなわち、内部回路への出力電流  $I_1$  と充電電流  $I_2$  との和が AC アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  となるため、同図に示すように、出力電流  $I_1$  と充電電流  $I_2$  との一方が大きくなれば他方が小さくなる。この関係を示す特性線  $L_1$ 、 $L_2$  は AC アダプタ 4 の電流供給能力の違いにより、傾きの異なる直線となる。

【0048】

【発明が解決しようとする課題】上記第一の従来例では、AC アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  は、AC アダプタの動作上限値  $P_1$  より小さくなるように設定される。AC アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  が、AC アダプタ 4 の電流供給能力を超えてしまうと、AC アダプタ 4 がシャットダウンしてしまうからである。

【0049】従って、携帯時には小容量の AC アダプタを使用し、在宅時には大容量の AC アダプタを使用するよう、電流供給能力の異なる複数の AC アダプタを取り替えて使用する場合には、電流供給能力の小さい AC アダプタを使用してもシャットダウンが発生しないように、出力電流  $I_o$  を設定する必要がある。

【0050】すると、電流供給能力の大きな AC アダプタを使用しても、その電流供給能力を有効に使用することはできないという問題点がある。第二の従来例では、AC アダプタ 4 の出力電流  $I_o$  が AC アダプタ 4 の電流供給能力を超えた場合に、AC アダプタ 4 から出力される直流電圧  $V_{in}$  が低下するため、その直流電圧  $V_{in}$  の低下を第一の差電圧増幅回路 10 で検出して、充電電流  $I_2$  を抑制する構成である。

【0051】従って、電流供給能力の異なる複数の AC アダプタを取り替えて使用する場合には、AC アダプタの電流供給能力を最大限利用することができる。しかし、電流供給能力の大きい AC アダプタでは、電流供給能力を超えた出力電流を出力する場合の出力電圧垂下特性の精度を確保することは容易ではない。従って、AC アダプタの許容出力電力を超えた電力でバッテリー BT を充電することがあり、このような場合には AC アダプタが発熱するという問題点がある。

【0052】この発明の目的は、異なる電流供給能力を備えた AC アダプタを安定して動作させながら、その電流供給能力を最大限に活用し得る DC-DC コンバータを提供することにある。

【0053】

【課題を解決するための手段】図 1 は請求項 1 の原理説明図である。すなわち、DC-DC コンバータは、直流電源  $V_{in}$  の入力に基づいて、内部回路に内部電源  $V_{ou}$

$I_1$  を供給する電源供給回路 22 と、前記直流電源  $V_{in}$  の入力に基づいて、バッテリー BT に充電電流  $I_2$  を供給する充電回路 23 と、前記充電電流  $I_2$  を制御する制御回路 2 とを備える。前記制御回路 2 は、充電電圧制御部 24 と、充電電流制御部 25 と、差動充電制御部 26 と、動的充電制御部 27 とを備える。充電電圧制御部 24 は、前記バッテリー BT の充電電圧  $V_{out2}$  をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該バッテリー BT の充電電流  $I_2$  を制御する。充電電流制御部 25 は、前記充電回路 23 からバッテリー BT に供給される充電電流  $I_2$  をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該充電電流  $I_2$  を制御する。差動充電制御部 26 は、前記直流電源  $V_{in}$  からの出力電流  $I_o$  をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流  $I_2$  を制御する。動的充電制御部 27 は、前記直流電源  $V_{in}$  の出力電圧をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流  $I_2$  を制御する。

【0054】

【発明の実施の形態】（第一の実施の形態）図 2 は、この発明を具体化した DC-DC コンバータの第一の実施の形態を示す。

【0055】この実施の形態は、前記第一の従来例の制御回路 2 の構成を一部変更したものであり、他の同一構成部分は同一符号を付して詳細な説明を省略する。制御回路 2 において、第一の電流検出回路 8 及び第一の差電圧増幅回路 10 は、前記第一の従来例と同様であり、第一の電流検出回路 8 の入力端子には、抵抗  $R_1$  の両端子間の電位差が入力される。

【0056】第二の電流検出回路 9 及び第二の差電圧増幅回路 11 は、前記第一の従来例と同様であり、第二の電流検出回路 9 の入力端子には、抵抗  $R_2$  の両端子間の電位差が入力される。

【0057】そして、第二の電流検出回路 9 及び第二の差電圧増幅回路 11 は、抵抗  $R_2$  の両端子間電圧に基づいて充電電流  $I_2$  を制御する充電電流制御部として動作する。

【0058】第三の差電圧増幅回路 12 の反転入力端子には、前記第一の従来例と同様に、充電電圧  $V_{out2}$  が入力される。第三の差電圧増幅回路 12 は、充電電流  $I_2$  を制御することにより充電電圧  $V_{out2}$  を制御する充電電圧制御部として動作する。

【0059】AC アダプタ 4 の出力端子は、前記第二の従来例と同様に、抵抗  $R_3$ 、 $R_4$  を介してグランド GND に接続され、その抵抗  $R_3$ 、 $R_4$  の接続点であるノード N1 は、第四の差電圧増幅回路 16 の非反転入力端子に接続される。

【0060】前記第四の差電圧増幅回路 16 の反転入力端子には、基準電圧  $V_{ref4}$  が入力される。前記抵抗  $R_1$  の抵抗値は、大容量の AC アダプタ 4 を使用したとき、その出力電流  $I_o$  が動作上限値  $P_1$  付近に達すると、第

一の電流検出回路 8 及び第一の差電圧増幅回路 10 の動作に基づいて、充電電流  $I_2$  が抑制されるように設定する。

【0061】次に、このように構成された DC-DC コンバータの動作を説明する。充電電流  $I_2$  は第二の電流検出回路 9 及び第二の差電圧増幅回路 11 の動作により、前記従来例と同様に制御される。

【0062】また、充電電圧  $V_{out2}$  は第三の差電圧増幅回路 12 の動作により、前記従来例と同様に制御される。図 5 において、A1 は大容量の AC アダプタの出力電圧-出力電流特性を示し、A2 は小容量の AC アダプタの出力電圧-出力電流特性を示す。また、B1 はこの実施の形態で大容量の AC アダプタ使用した場合の充電電圧-充電電流特性を示し、B2 は小容量の AC アダプタを使用した場合の充電電圧-充電電流特性を示す。

【0063】大容量の AC アダプタ 4 を使用した状態で、出力電流  $I_o$  が動作上限値  $P_1$  付近に達すると、抵抗  $R_1$  の両端子間の電位差が増大し、その電位差に基づいて第一の電流検出回路 8 の出力信号  $SG_2$  の電圧レベルが上昇する。

【0064】すると、第一の差電圧増幅回路 10 の出力信号  $SG_3$  の電圧レベルが低下し、デューティ制御信号  $SG_1$  の L レベルの期間が短くなる。この結果、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間が短くなって、充電電流  $I_2$  が減少する。従って、出力電流  $I_o$  は大容量の AC アダプタ 4 の動作上限値  $P_4$  を超えない範囲で制御される。

【0065】このような動作により、抵抗  $R_1$ 、第一の電流検出回路 8 及び第二の差電圧増幅回路 10 は、大容量の AC アダプタ 4 を使用したとき、動作上限値  $P_4$  付近の出力電流  $I_o$  を検出して、充電電流  $I_2$  を減少させる差動充電制御部として動作する。

【0066】小容量の AC アダプタ 4 を使用したとき、抵抗  $R_1$  に流れる出力電流は  $I_o$  は小さいので、その出力電流  $I_o$  に基づいて差動充電制御部により充電電流  $I_2$  が抑制されることはない。

【0067】そして、小容量の AC アダプタ 4 から当該アダプタの動作上限値  $P_5$  を超える出力電流  $I_o$  が出力されると、AC アダプタ 4 の出力電圧が低下する。すると、第四の差電圧増幅回路 16 の出力電圧が低下し、デューティ制御信号  $SG_1$  の L レベルの期間が短くなる。この結果、スイッチングトランジスタ 3 のオン時間が短くなって、充電電流  $I_2$  が減少する。

【0068】小容量の AC アダプタ 4 は、電流供給能力を超えた出力電流を出力する場合の出力電圧垂下特性の精度を確保することは容易である。従って、動作上限値  $P_5$  を超える出力電流  $I_o$  が出力されるときには、充電電流  $I_2$  を減少させて、出力電流  $I_o$  を確実に減少させることができる。

【0069】このような動作により、抵抗  $R_3$ 、 $R_4$ 、

第四の差電圧増幅回路 16 は、AC アダプタ 4 の電流供給能力を超えた動作を動的に検出して、充電電流  $I_2$  を制御する動的充電制御部として動作する。

【0070】上記のように構成された DC-DC コンバータでは、次に示す作用効果を得ることができる。

(1) 抵抗  $R_2$  の両端子間電圧に基づく第二の電流検出回路 9 及び第二の差電圧増幅回路 11 の動作により、充電電流  $I_2$  を一定に維持することができる。

【0071】(2) 充電電圧  $V_{out2}$  に基づく第三の差電圧増幅回路 12 の動作により、充電電圧  $V_{out2}$  を一定に維持することができる。

(3) 大容量の AC アダプタを使用したとき、差動充電制御部の動作により、出力電流  $I_o$  を動作上限値  $P_4$  以下に確実に維持することができる。従って、大容量の AC アダプタの電流供給能力を十分に活用しながら、許容出力電力を超えた電力出力を防止して、AC アダプタの発熱を未然に防止することができる。

【0072】(4) 小容量の AC アダプタを使用したとき、動的充電制御部の動作により、AC アダプタの電流供給能力を最大限活用した出力電流  $I_o$  を出力することができる。

(第二の実施の形態) 図 3 は、第二の実施の形態を示す。この実施の形態は、前記第一の実施の形態に第一及び第二の比較回路 17、18 及びラッチ回路 19 を加えたものである。

【0073】すなわち、第四の差電圧増幅回路 16 の出力信号  $SG_9$  は、PWM 比較回路 13 に出力されるとともに、第一の比較回路 17 の反転入力端子に入力される。前記第一の比較回路 17 の非反転入力端子には、基準電圧  $V_{ref5}$  が入力される。そして、第一の比較回路 17 は第四の差電圧増幅回路 16 の出力信号  $SG_9$  の電圧レベルが基準電圧  $V_{ref5}$  より低くなった時、H レベルの出力信号をラッチ回路 19 のセット端子  $S$  に出力する。

【0074】第三の差電圧増幅回路 12 の出力信号  $SG_6$  は、PWM 比較回路 13 に出力されるとともに、前記第二の比較回路 18 の反転入力端子に入力される。前記第二の比較回路 18 の非反転入力端子には、基準電圧  $V_{ref6}$  が入力される。そして、第二の比較回路 18 は第三の差電圧増幅回路 12 の出力信号  $SG_6$  の電圧レベルが基準電圧  $V_{ref6}$  より低くなると、H レベルの出力信号を前記ラッチ回路 20 のリセット端子  $R$  に出力する。

【0075】前記ラッチ回路は、セット端子  $S$  に H レベルの信号が入力されると、H レベルの出力信号  $Q$  を出力し、リセット端子  $R$  に H レベルの信号が入力されると、L レベルの出力信号  $Q$  を出力する。

【0076】前記ラッチ回路 19 の出力信号  $Q$  はスイッチ回路 20 に入力される。前記スイッチ回路 20 は、前記ラッチ回路 19 から L レベルの信号が入力されると、基準電圧  $V_{ref1}$  を第一の差電圧増幅回路 10 の非反転入力端子に入力し、前記ラッチ回路 19 から H レベルの信

号が入力されると、基準電圧Vref7を第一の差電圧増幅回路10の非反転入力端子に入力する。

【0077】前記基準電圧Vref1は、前記第一の実施の形態と同一電圧である。前記基準電圧Vref7は基準電圧Vref1より低電圧であって、第一の電流検出回路8及び第一の差電圧増幅回路10を、小容量ACアダプタ4から出力される出力電流I<sub>o</sub>に基づいて、差動充電制御部として動作させるための基準電圧である。

【0078】上記のように構成されたDC-DCコンバータでは、ラッチ回路19の出力信号Qの初期値はLレベルに設定されるので、第一の差電圧増幅回路10には、スイッチ回路20を介して基準電圧Vref1が供給されている。

【0079】この状態で大容量のACアダプタ4を使用する場合には、第一の電流検出回路8及び第一の差電圧増幅回路10は、前記第一の実施の形態と同様な差動充電制御部として動作し、図6に示すように、出力電流I<sub>o</sub>は動作上限値P4を超えない範囲で制御される。

【0080】そして、充電電圧Vout2が上昇して第三の差電圧増幅回路12の出力信号SG6の電圧レベルが低下し、基準電圧Vref6より低くなると、第二の比較回路18の出力信号がHレベルとなり、ラッチ回路19の出力信号QはLレベルに維持される。

【0081】従って、大容量のACアダプタ4を使用する場合には、前記第一の実施の形態と同様に動作する。小容量のACアダプタを使用する場合、第一の差電圧増幅回路10に基準電圧Vref1が入力されている状態では、第一の差電圧増幅回路10が小容量のACアダプタの出力電流I<sub>o</sub>に基づいて、差動充電制御部として動作することはなく、第一の実施の形態と同様に、図6にB2で示す充電電圧-充電電流特性で動作する。

【0082】この状態で、図6に示すように、出力電流I<sub>o</sub>が当該アダプタの動作上限値P5を超えると、ACアダプタ4の出力電圧Vinが低下して、ノードN1の電位が低下する。

【0083】すると、第四の差電圧増幅回路16の出力信号SG9の電圧レベルが低下し、基準電圧Vref5より低くなって、第一の比較回路17からHレベルの出力信号が出力される。

【0084】第一の比較回路17からのHレベルの出力信号に基づいて、ラッチ回路19からHレベルの出力信号Qが出力され、その出力信号Qに基づいてスイッチ回路20が切替えられ、第一の差電圧増幅回路10には基準電圧Vref7が供給される。

【0085】すると、第一の差電圧増幅回路10の出力信号SG3の電圧レベルが低下し、PWM比較回路13はその出力信号SG3に基づいて動作する状態となる。そして、その出力信号SG3に基づいてスイッチングトランジスタ3のオン時間が短縮され、図6にB3で示す充電電圧-充電電流特性で動作する状態となる。

【0086】この結果、充電電流I2が減少して、充電電流I2の上限値は、差動充電制御による電流値Ib3に減少する。従って、小さな充電電流によりバッテリーBTの充電が継続され、やがて充電電圧Vout2が所定電圧まで上昇すると、第三の差電圧増幅回路12の出力電圧SG6の電圧レベルが基準電圧Vref6より低くなる。

【0087】すると、第二の比較回路18からHレベルの信号が出力され、ラッチ回路19の出力信号QがLレベルとなって、スイッチ回路20が切替えられ、第一の差電圧増幅回路10に基準電圧Vref1が供給される状態に復帰する。

【0088】上記のように構成されたDC-DCコンバータでは、前記第一の実施の形態と同様な作用効果に加えて、次に示す作用効果を得ることができる。

(1) 小容量のACアダプタ4を使用する場合、動的充電制御部でACアダプタ4の出力電圧Vinの低下を検出した後は、基準電圧Vref1を自動的に基準電圧Vref7に切替えて、差動充電制御部で出力電流I<sub>o</sub>を制御することができる。従って、出力電圧Vinの低下を検出した後は、小さな充電電流I2でバッテリーBTを充電し続けることにより、ACアダプタ4を安定して動作させることができる。

(第三の実施の形態) 図4は、第三の実施の形態を示す。この実施の形態は、前記第二の実施の形態の第一の差電圧増幅回路10に供給する基準電圧を、第一の実施の形態と同様な基準電圧Vref1のみとし、第二の差電圧増幅回路11には、スイッチ回路21を介して、基準電圧Vref2、Vref8のいずれかを供給可能としている。

【0089】前記スイッチ回路21は、前記第二の実施の形態と同様なラッチ回路19の出力信号Qに基づいて切替え動作を行う。そして、ラッチ回路19の出力信号QがHレベルとなると、基準電圧Vref8を第二の差電圧増幅回路11の非反転入力端子に入力し、ラッチ回路19の出力信号QがLレベルとなると、基準電圧Vref2を第二の差電圧増幅回路11の非反転入力端子に入力する。

【0090】前記基準電圧Vref2は、前記第一及び第二の実施の形態と同一電圧である。前記基準電圧Vref8は、基準電圧Vref2より低電圧に設定され、バッテリーBTの充電電流I2を減少させるための基準電圧である。そして、上記以外の構成は、前記第二の実施の形態と同様である。

【0091】上記のように構成されたDC-DCコンバータでは、ラッチ回路19の出力信号Qの初期値はLレベルに設定されるので、第二の差電圧増幅回路11には、スイッチ回路21を介して基準電圧Vref2が供給されている。

【0092】この状態で大容量のACアダプタ4を使用する場合には、第一の電流検出回路8及び第一の差電圧



増幅回路 10 は、前記第一の実施の形態と同様な差動充電制御部として動作し、図 7 に示すように、出力電流  $I_o$  は動作上限値  $P_4$  を超えない範囲で制御される。

【0093】そして、充電電圧  $V_{out2}$  が上昇して第三の差電圧増幅回路 12 の出力信号  $SG_6$  の電圧レベルが低下し、基準電圧  $V_{ref6}$  より低くなると、第二の比較回路 18 の出力信号が H レベルとなり、ラッチ回路 19 の出力信号  $Q$  は L レベルに維持される。

【0094】従って、大容量の AC アダプタ 4 を使用する場合には、前記第一の実施の形態と同様に動作する。小容量の AC アダプタを使用する場合、第二の差電圧増幅回路 10 に基準電圧  $V_{ref8}$  が入力されている状態では、第一の実施の形態と同様に、図 7 に B2 で示す充電電圧-充電電流特性で動作する。

【0095】この状態で、図 7 に示すように、出力電流  $I_o$  が当該アダプタの動作上限値  $P_5$  を超えると、AC アダプタ 4 の出力電圧  $V_{in}$  が低下して、ノード  $N_1$  の電位が低下する。

【0096】すると、第四の差電圧増幅回路 16 の出力信号  $SG_9$  の電圧レベルが低下し、基準電圧  $V_{ref5}$  より低くなって、第一の比較回路 17 から H レベルの出力信号が出力される。

【0097】第一の比較回路 17 からの H レベルの出力信号に基づいて、ラッチ回路 19 から H レベルの出力信号  $Q$  が出力され、その出力信号  $Q$  に基づいてスイッチ回路 21 が切替えられ、第二の差電圧増幅回路 11 には基準電圧  $V_{ref8}$  が供給される。

【0098】すると、第二の差電圧増幅回路 11 の出力信号  $SG_5$  の電圧レベルが低下し、PWM 比較回路 13 はその出力信号  $SG_5$  に基づいて動作する状態となる。そして、その出力信号  $SG_5$  に基づいてスイッチングトランジスタ 3 のオン時間が短縮され、充電電流  $I_2$  が減少して、出力電流  $I_o$  の上限値は、差動充電制御による電流値  $I_{b4}$  に減少する。

【0099】すなわち、第二の差電圧増幅回路 11 に基準電圧  $V_{ref8}$  が供給されることにより、図 7 に B4 で示す充電電圧-充電電流特性で動作する状態となる。従って、小さな充電電流によりバッテリー BT の充電が継続され、やがて充電電圧  $V_{out2}$  が所定電圧まで上昇すると、第三の差電圧増幅回路 12 の出力電圧  $SG_6$  の電圧レベルが基準電圧  $V_{ref6}$  より低くなる。

【0100】すると、第二の比較回路 18 から H レベルの信号が出力され、ラッチ回路 19 の出力信号  $Q$  が L レベルとなって、スイッチ回路 21 が切替えられ、第二の差電圧増幅回路 11 に基準電圧  $V_{ref2}$  が供給される状態に復帰する。

【0101】上記のように構成された DC-DC コンバータでは、前記第一の実施の形態で得られた作用効果に加えて、次に示す作用効果を得ることができる。

(1) 小容量の AC アダプタ 4 を使用する場合、動的充

電制御部で AC アダプタ 4 の出力電圧  $V_{in}$  の低下を検出した後は、基準電圧  $V_{ref2}$  を自動的に基準電圧  $V_{ref8}$  に切替えて、充電電流制御部で充電電流  $I_2$  を制御することができる。従って、出力電圧  $V_{in}$  の低下を検出した後は、小さな充電電流  $I_2$  でバッテリー BT を充電し続けることにより、AC アダプタ 4 を安定して動作させることができる。

【0102】(2) 出力電圧  $V_{in}$  の低下を検出した後の充電電流  $I_o$  の最大値は、基準電圧  $V_{ref8}$  により適宜に設定することができる。

(付記 1) 直流電源の入力に基づいて、内部回路に内部電源を供給する電源供給回路と、前記直流電源の入力に基づいて、バッテリーに充電電流を供給する充電回路と、前記充電電流を制御する制御回路とを備えた DC-DC コンバータであって、前記制御回路は、前記バッテリーの充電電圧をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該バッテリーの充電電流を制御する充電電圧制御部と、前記充電回路からバッテリーに供給される充電電流をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて該充電電流を制御する充電電流制御部と、前記直流電源の出力電流をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流を制御する差動充電制御部と、前記直流電源の出力電圧をしきい値と比較し、その比較結果に基づいて前記充電電流を制御する動的充電制御部とを備えたことを特徴とする DC-DC コンバータ。(1)

(付記 2) 前記差動充電制御部は、異なる大きさの入力電流のうち、所定のしきい値以上の入力電流を検出した検出信号を出力する入力電流検出部と、前記入力電流検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を減少させる制御信号を前記充電回路に出力する出力部とから構成し、前記動的充電制御部は、前記入力電圧を所定のしきい値と比較することにより、該入力電圧の低下を検出した検出信号を出力する入力電圧検出部と、前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を減少させる制御信号を前記充電回路に出力する出力部とから構成したことを特徴とする請求項 1 記載の DC-DC コンバータ。(2)

(付記 3) 前記入力電流検出部は、前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記しきい値を小さくするしきい値変更回路を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の DC-DC コンバータ。(3)

(付記 4) 前記充電電流制御部は、前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて、前記充電電流を検出するしきい値を小さくするしきい値変更回路を備えたことを特徴とする請求項 2 記載の DC-DC コンバータ。(4)

(付記 5) 前記しきい値変更回路は、しきい値として入力される基準電圧を前記入力電圧検出部の検出信号に基づいて変更する回路で構成したことを特徴とする請求項 3 または 4 記載の DC-DC コンバータ。(5)

(付記 6) 請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の前記制

御回路を1チップ上に搭載したことを特徴とするDC-DCコンバータ用半導体集積回路装置。(6)

(付記7) 前記しきい値変更回路は、前記充電電圧がしきい値を超えたとき、前記充電電圧制御部の比較結果に基づいて、前記変更後の基準電圧を変更前の基準電圧にリセットするリセット回路を備えたことを特徴とする付記5記載のDC-DCコンバータ。

(付記8) 前記リセット回路は、前記動的充電制御部の入力電圧検出部から出力される検出信号と、前記充電電圧制御部の比較結果とに基づいて、前記基準電圧を交互に変更するための出力信号を出力するラッチ回路で構成したことを特徴とする付記7記載のDC-DCコンバータ。

【0103】

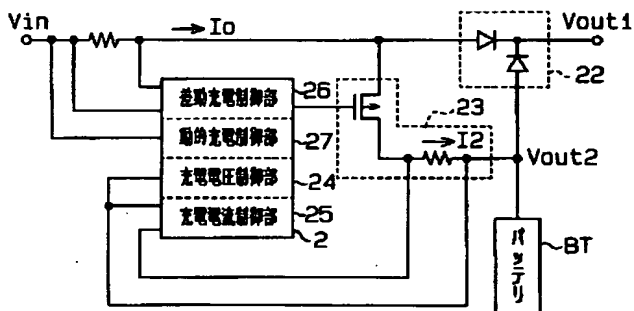
【発明の効果】以上詳述したように、この発明は異なる電流供給能力を備えたACアダプタを安定して動作させながら、その電流供給能力を最大限に活用し得るDC-DCコンバータを提供することができる。

【図面の簡単な説明】

- 【図1】 本発明の原理説明図である。  
 【図2】 第一の実施の形態を示す回路図である。  
 【図3】 第二の実施の形態を示す回路図である。  
 【図4】 第三の実施の形態を示す回路図である。  
 【図5】 第一の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図である。

【図1】

本発明の原理説明図



性図である。

【図6】 第二の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図である。

【図7】 第三の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図である。

【図8】 第一の従来例を示す回路図である。

【図9】 第二の従来例を示す回路図である。

【図10】 従来例の動作を示す電圧-電流特性図である。

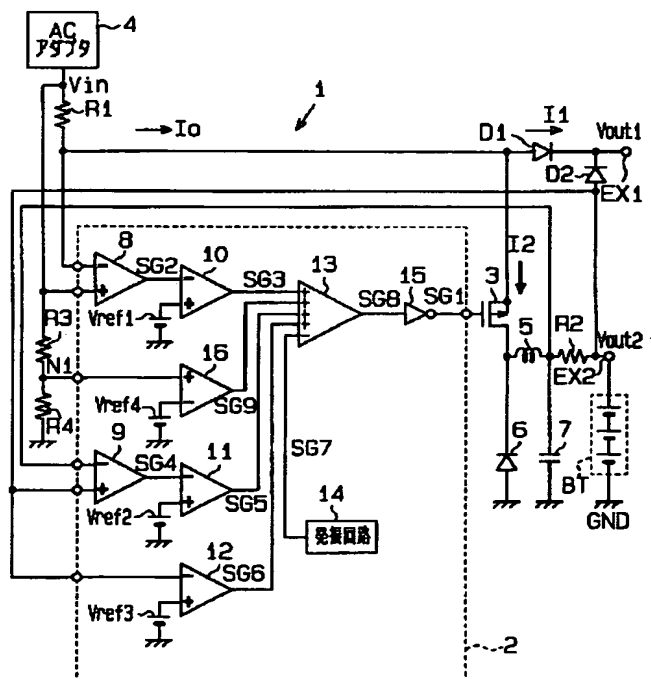
10 【図11】 充電電流と内部回路での消費電流との関係を示す説明図である。

【符号の説明】

- 2 制御回路  
 22 電源供給回路  
 23 充電回路  
 24 充電電圧制御部  
 25 充電電流制御部  
 26 差動充電制御部  
 Vin 直流電源  
 20 Io 出力電流  
 I2 充電電流  
 Vout1 内部電源  
 Vout2 充電電圧  
 BT バッテリー

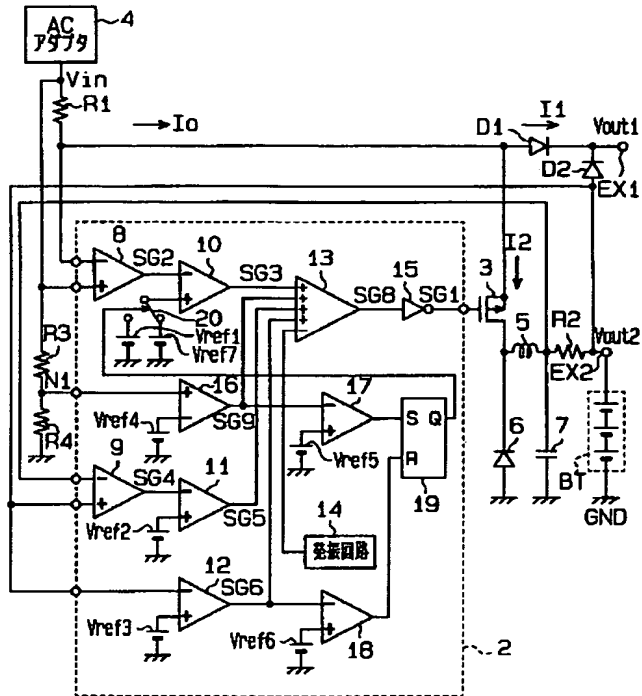
【図2】

第一の実施の形態を示す回路図



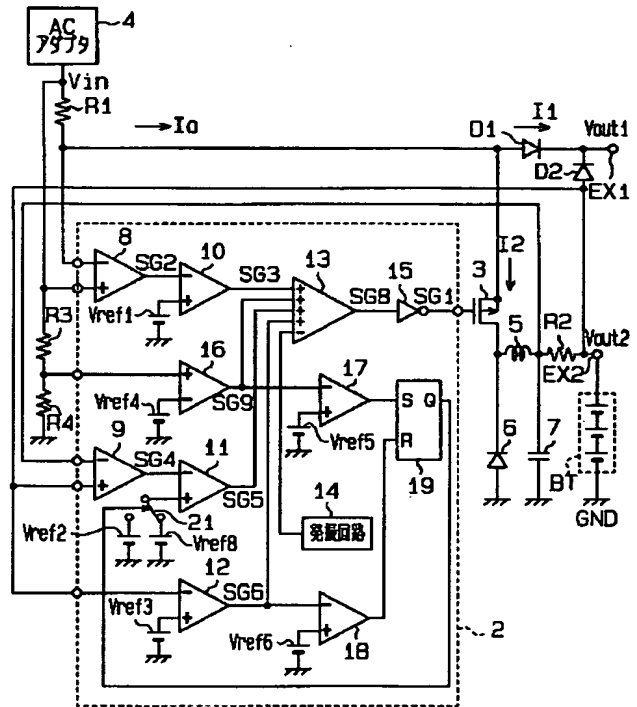
【図 3】

第二の実施の形態を示す回路図



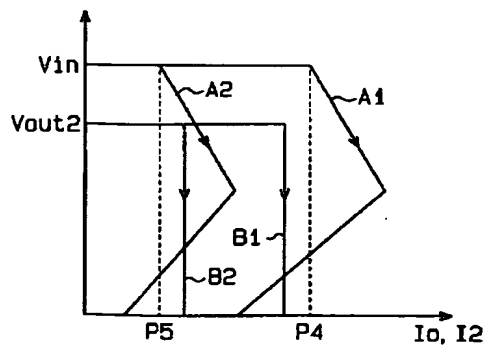
【図 4】

第三の実施の形態を示す回路図



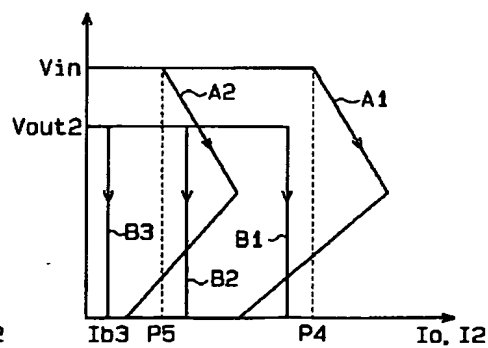
【図 5】

第一の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図



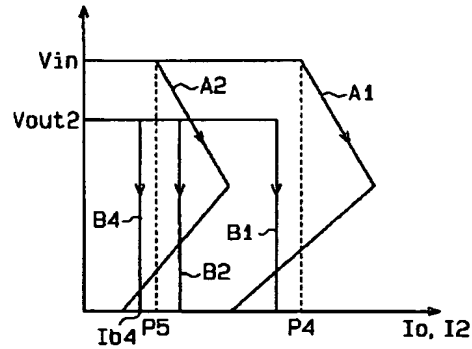
【図 6】

第二の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図



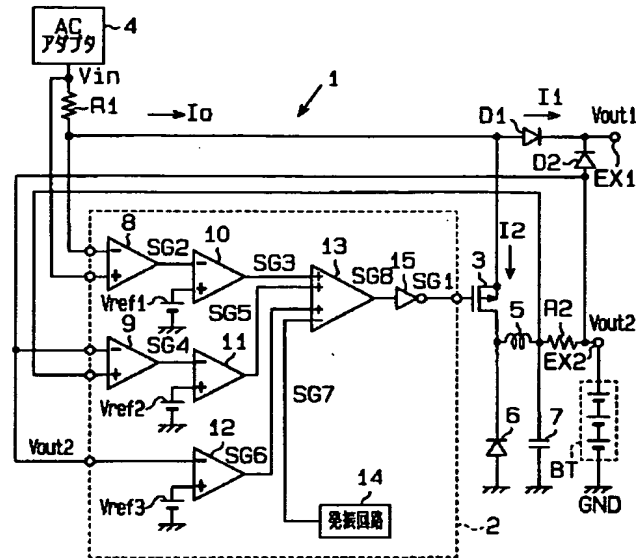
【図 7】

第三の実施の形態の動作を示す電圧-電流特性図



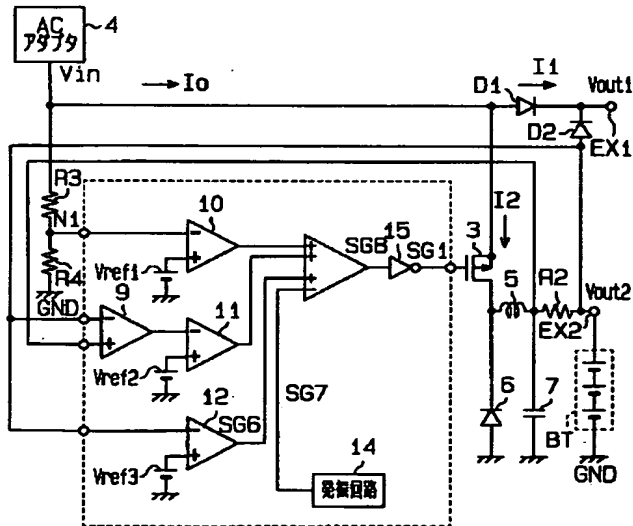
【図 8】

第一の従来例を示す回路図



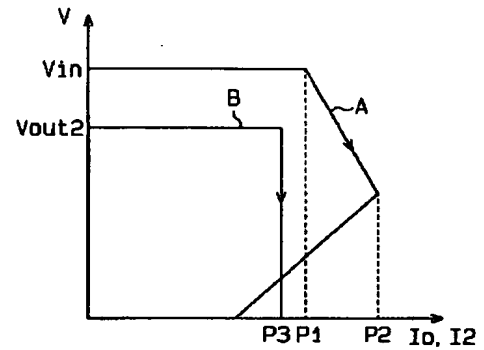
【図 9】

第二の従来例を示す回路図



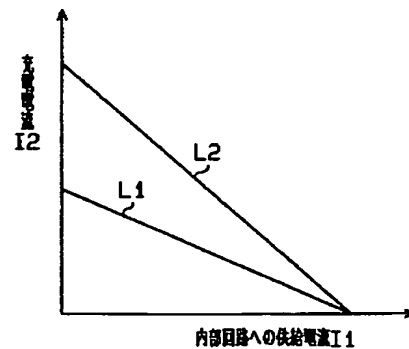
【図 10】

従来例の動作を示す電圧-電流特性図



【図 11】

充電電流と内部回路での消費電流との関係を示す説明図



フロントページの続き

(72)発明者 松山 俊幸  
愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2  
富士通ヴィエルエスアイ株式会社内

(72)発明者 永治 好宏  
愛知県春日井市高蔵寺町二丁目1844番2  
富士通ヴィエルエスアイ株式会社内  
Fターム(参考) 5H730 AS17 BB13 BB14 CC01 DD04  
EE07 FD31 FD41 FG05 FG22  
FG23